

## STRUCTURE OF PREAMBLE

**Publication number:** JP2001044966

**Publication date:** 2001-02-16

**Inventor:** BOEHNKE RALF; DOELLE THOMAS; KONSCHAK TINO

**Applicant:** SONY INT EUROP GMBH

**Classification:**

- **International:** *H04J11/00; H04L7/10; H04L27/26; H04J11/00; H04L7/10; H04L27/26; (IPC1-7): H04J11/00; H04L7/10*

- **European:** H04L27/26M1R3; H04L27/26M2E

**Application number:** JP20000182278 20000616

**Priority number(s):** EP19990111684 19990616

**Also published as:**



EP1416694 (A1)

EP1061705 (A1)

US6738443 (B1)

CN1642158 (A)

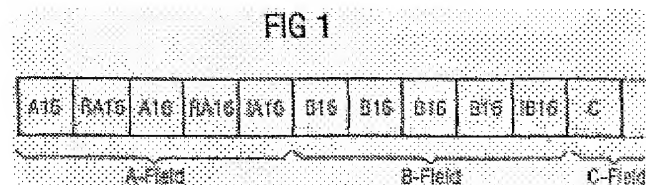
CA2310393 (A1)

[more >>](#)

[Report a data error here](#)

### Abstract of JP2001044966

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To optimize the time domain signal characteristic of an A field. **SOLUTION:** The time domain signal of an A field of a preamble for synchronization in an OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) transmitting system is generated by performing inverse fast Fourier transform of a frequency domain string SA composed of twelve complex symbols mapped by inverse fast Fourier transform of 64 points based on a mapping rule S -26,  $26 = \sqrt{2} \cdot (0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0)$ . The frequency domain string SA of the A field is represented by, for instance,  $S1, \dots, S12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A$  or  $S1, \dots, S12 = -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A, +A$ .



Data supplied from the **esp@cenet** database - Worldwide

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開2001-44966

(P2001-44966A)

(43) 公開日 平成13年2月16日 (2001.2.16)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	データベース(参考)
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z
H 0 4 L 7/10		H 0 4 L 7/10	

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 9 頁)

(21) 出願番号	特願2000-182278 (P2000-182278)	(71) 出願人	598094506 ソニー インターナショナル (ヨーロッパ) ゲゼルシャフト ミット ベシュレンクテル ハフツング ドイツ連邦共和国 10/85 ベルリン ケンパーブラッツ 1
(22) 出願日	平成12年6月16日 (2000.6.16)	(74) 代理人	10006/736 弁理士 小池 晃 (外2名)
(31) 優先権主張番号	9 9 1 1 1 6 8 4 . 9		
(32) 優先日	平成11年6月16日 (1999.6.16)		
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (E P)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 プリアンブルの構造

(57) 【要約】

【課題】 Aフィールドの時間領域信号特性を最適化する。

【解決手段】 OFDM伝送方式の同期用プリアンブルのAフィールドの時間領域信号は、マッピング則  $S-26, 26 = \sqrt{2} * (0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0)$  に基づいて64点の逆高速フーリエ変換にマッピングされる12個の複素シンボルからなる周波数領域列SAを、逆高速フーリエ変換することにより生成される。Aフィールドの周波数領域列SAは、例えば  $S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A$  又は  $S1 \dots S12 = -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A, +A$  で表される。

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交周波数分割多重伝送方式における受信装置の同期に用いられるプリアンプルの構造において、

少なくとも1つの第1の部分を含む、

上記少なくとも1つの第1の部分の時間領域信号は、マッピング則  $S-26$ ,  $26 = \sqrt{2} * (0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0)$  (残りの値は0に設定される)に基づいて64点の逆高速フーリエ変換にマッピングされる12個の複素シンボルからなる周波数領域列SAを、逆高速フーリエ変換することにより生成され、上記少なくとも1つの第1の部分の周波数領域列SAは、

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A$

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A, +A$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, -B, -A, -B$

のいずれか1つ、又は、

$S1 \dots S12 = -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A, +A$

$S1 \dots S12 = +A, -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A$

$S1 \dots S12 = -B, +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A$

$S1 \dots S12 = +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B, +B$

$S1 \dots S12 = +B, +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A$

$S1 \dots S12 = -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B, +A$

のいずれか1つで表されることを特徴とするプリアンプルの構造。

【請求項2】 プリアンプルの構造において、

少なくとも1つの第2の部分を含む、

上記少なくとも1つの第2の部分の周波数領域列SBは、 $SB = (1+i), (-1-i), (1+i), (-1-i), (-1-i), (1+i), (-1-i), (-1-i), (1+i), (1+i), (1+i), (1+i)$

で表されることを特徴とするプリアンプルの構造。

【請求項3】 上記少なくとも1つの第2の部分は、時間領域において上記第1の部分に後続することを特徴とする請求項2記載のプリアンプルの構造。

【請求項4】 直交周波数分割多重伝送方式の送信装置において、直交周波数分割多重伝送方式の報知情報チャネルを用いて請求項1乃至請求項3記載のいずれか一項記載の同期プリアンプルを送信することを特徴とする直交周波数分割多重伝送方式の送信装置。

【請求項5】 直交周波数分割多重伝送方式における受信装置の同期方法において、

時間領域において少なくとも1つの第1の部分を含む、上記少なくとも1つの第1の部分及び少なくとも1つの第2の部分の時間領域信号は、マッピング則  $S-26$ ,  $26 = \sqrt{2} * (0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9,$

$0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0)$  (残りの値は0に設定される)に基づいて64点の逆高速フーリエ変換にマッピングされる12個の複素シンボルからなる周波数領域列SAを、逆高速フーリエ変換することにより生成され、上記少なくとも1つの第1の部分の周波数領域列SAは、

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A$

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A, +A$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, -B, -A, -B$

のいずれか1つ、又は、

$S1 \dots S12 = -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A, +A$

$S1 \dots S12 = +A, -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A$

$S1 \dots S12 = -B, +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A$

$S1 \dots S12 = +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B, +B$

$S1 \dots S12 = +B, +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A$

$S1 \dots S12 = -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B, +A$

のいずれか1つで表されることを特徴とする受信装置の同期方法。

【請求項6】 少なくとも1つの第2の部分を含む、上記少なくとも1つの第2の部分の周波数領域列SBは、 $SB = (1+i), (-1-i), (1+i), (-1-i), (-1-i), (1+i), (-1-i), (-1-i), (1+i), (1+i), (1+i), (1+i)$

で表されることを特徴とする請求項5記載の受信装置の同期方法。

【請求項7】 上記少なくとも1つの第2の部分は、時間領域において上記少なくとも1つの第1の部分に後続することを特徴とする請求項6記載の受信装置の同期方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 以下、OFDMという。)伝送方式における受信装置の同期に用いられるプリアンプル(preamble)の構造に関する。また、本発明は、OFDM伝送方式の送信装置、及びOFDM伝送方式における受信装置の同期方法に関する。

【0002】

【従来の技術】図6は、OFDM伝送方式の受信側における自己相関(auto correlation)算出の方法を説明するためのブロック図である。遅延部2は、受信したサンプルを、例えば相関遅延時間DAC分順次遅延して、共役演算部3に供給する。共役演算部3は、遅延されたサンプルの共役複素値を求めて、得られる共役複素サンプルを乗算部4に供給する。乗算部4は、共役複素サンプルと、遅延されていないデータを乗算して、乗算結果

(積)を移動平均計算部6に供給する。移動平均計算部6は、大きさがWのウィンドウを有し、このウィンドウ内に含まれる連続した複数の乗算結果の平均値 $x(i)$ を順次求め、平均値を除算部8に供給する。一方、自乗計算部5は、供給されたサンプルの絶対値を順次二乗して、得られる自乗値を移動平均計算部7に供給する。移動平均計算部7は、同じく大きさがWのウィンドウを有し、このウィンドウ内に含まれる連続した複数の自乗値の平均値 $y(i)$ を順次求め、平均値 $y(i)$ を除算部8に供給する。

【0003】除算部8は、移動平均計算部6からの平均値 $x(i)$ を移動平均計算部7からの平均値 $y(i)$ で割って正規化された値 $x(i)/y(i)$ を求め、これを自己相関結果 $R(i)$ として、絶対部9に供給する。絶対部9は、自己相関結果 $R(i)$ の絶対値を求め、得られる絶対値 $|R(i)|$ を出力する。そして、この絶対値 $|R(i)|$ は、正確なタイミングを検出するために、閾値と比較されたり、又はその最大値が検出される。また、自己相関結果の自己相関ピーク位置における複素値は、周波数オフセットを見積もるために用いることができる。

【0004】図7は、従来の同期プリアンプルの構造を示す図である。図7に示すように、従来の同期プリアンプルは、Aフィールド、Bフィールド及びCフィールドの3つに分割されており、Aフィールド及びBフィールドは、さらに複数の部分に分割されている。Aフィールド、Bフィールド及びCフィールドの各々は、受信側において最適化された特定の同期機能を有するように設計されている。例えば、Aフィールドは、大まかなフレーム検出及び自動利得制御 (automatic gain control : 以下、AGCという。)を行うように設計されている。また、Bフィールドは、大まかな周波数オフセット及びタイミング同期を行うように設計されている。Cフィールドは、チャンネルの見積及び正確な同期を行うように設計されている。

【0005】Bフィールドの構造及び生成方法の詳細については、出願人ソニー・インターナショナル(ヨーロッパ)(Sony International Europe GmbH)、欧州特許出願番号99 103 379、6号に開示されており、この出願は、欧州特許協約第54条3項に基づいて本願の先行技術と見なされる。図7に示すBフィールドの詳細及び時間領域同期プリアンプル信号については、上記の未公開である先の出願で記載されている。

【0006】Cフィールドのシンボルは、本発明の主たる対象ではないが、周波数領域において、以下のように定義される。

【0007】 $C64-26 \cdots 26 = \{1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1, 0, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, -1, 1, -1, -1, -1, -1, 1, 1, -1, -1, 1, 1, -1, 1, 1, 1\}$

Bフィールドの副搬送波 $+4, +8, +12, +$

$-16, +20, +24$ が変調されたシンボルB16は、短OFDMシンボルである。

【0008】周波数領域の内容は、以下のように定義される。

【0009】 $B16-26 \cdots 26 = \sqrt{2} * \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0\}$

時間領域において、シンボルIB16で示されるBフィールドの最後の反復は、先行するシンボルB16の極性を逆にしたものである。

【0010】Aフィールドの副搬送波 $+2, +6, +10, +14, +18, +22$ が変調されたシンボルA16は、短OFDMシンボルである。周波数領域の内容は、以下のように定義される。

【0011】 $A-26 \cdots 26 = 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, +1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1+j, 0, 0, 0, +1+j, 0, 0, 0, 0$

時間領域において、特定の副搬送波を読み込むことによって、シンボルA16の極性を自動的に一つおきに反転させることができる。時間領域におけるシンボルIA16で示されるAフィールドの最後の反復は、先行するシンボルRA16と同じものである。

【0012】図8は、報知チャンネル (broadcast control channel : 以下BCCHという。)におけるプリアンプルのAフィールドとBフィールド間の最適化されたマッチング (matching) を示す図である。図8において、時間領域における上述した特定の構造によって、タイミングの精度を高めることができるとともに、それを維持することができる。BCCHプリアンプルにおいて、2つの自己相関ピークを明確に識別することができる。また、2番目の自己相関ピークの前に平坦部がみられるが、受信機は、この平坦部を例えば自己相関ピーク検出アルゴリズム (algorithm) における閾値として用いて、同期をとることができる。

【0013】また、新たなBフィールドが提案されているが、以下、このBフィールドについて説明する。

【0014】変更されたBフィールドの副搬送波 $+4, +8, +12, +16, +20, +24$ が変調されたシンボルB16は、短OFDMシンボルである。周波数領域の内容は、以下のように定義される。

【0015】 $B16-26 \cdots 26 = \sqrt{2} * \{0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, -1-j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0, 0, 1+j, 0, 0\}$

相互相関 (cross-correlation) に基づく受信機を用いた場合、BフィールドからCフィールドへの境界において、相互相関のサイドローブ (sidelobe) はより低くなるため、このBフィールドによって、性能は向上する。

【0016】12の変調された副搬送波からなる短OFDMシンボルは、シンボルアルファベット (symbol alphabet)  $S = \sqrt{2} (\pm 1 \pm j)$  の要素によって位相変調される。Cフィールドのシンボルについては、ここでは考慮しない。

【0017】Bフィールドの一般化されたマッピングは、以下のようになる。

【0018】 $S = 26, 26 = \sqrt{2} * \{0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0\}$

ここで、 $\sqrt{2}$ は、電力を正規化するためのものである。残りの15個の値がゼロに設定されたベクトルSに64点 (64-point) の逆高速フーリエ変換 (Inverse Fast Fourier Transform: 以下、IFFTという。) を適用することにより、トレーニング用の4つの短シンボルを生成することができる。IFFTが実行されたあと、その出力データは、所望の数の短シンボルになるように、周期的に拡張される。

【0019】Aフィールドはの一般化されたマッピングは、以下のようになる。

【0020】 $S = 26, 26 = \sqrt{2} * \{0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0\}$

ここで、 $\sqrt{2}$ は、電力を正規化するためのものである。残りの15個の値がゼロに設定されたベクトルSに64点のIFFTを適用することにより、トレーニング用の4つの短シンボルが生成される。4つの短シンボルは、特定の数の短シンボルとなるように、周期的に拡張される。

【0021】現在規格化されているAフィールドのシーケンスは、以下のよう定義される。

$S1 \dots 12 = (+1-j), (+1+j), (-1+j), (-1-j), (+1-j), (-1-j), (+1-j), (-1-j), (+1-j), (-1-j), (-1+j), (+1+j)$

新たに変更されたBフィールドを用いた場合、Aフィールドは、自己相関に基づく受信機の同期を向上させるためには最適化されていない。

【0022】図9は、変更されていないAフィールド及びCフィールド、及び新たなB16シーケンスに基づくBフィールドからなるBCCCHプリアンプルを用いた場合の、振幅及び位相の理想的な自己相関結果の具体例を示す図である。この自己相関結果を用いることにより、フレームの開始を識別し、AGCを調整し、タイミング及び周波数の同期をとることができる。特に、Bフィールドは、同期をとるために用いられる。可能な限り正確な時間的同期をとることが重要である。図9において、Aフィールドと変更されたBフィールドの2つの自己相関ピークを明確に検出することはできるが、Bフィールドにおける自己相関ピークの両側の勾配は大きく異なっ

ている。すなわち、右側の傾斜は急峻であるのに対して、左側の傾斜は緩やかである。この結果、同期の精度は著しく低下する。また、Bフィールドの自己相関ピークの前の105番目~125番目のサンプルの位置に、平坦部があるが、この平坦部の自己相関結果の値は高い。このため、同期検出の性能は低下する。

【0023】上述したように、新たに変更されたBフィールドと従来のAフィールドを組み合わせて用いた場合、Aフィールドは、受信機の同期における自己相関特性を向上させるために最適化されないという欠点があった。また、Aフィールドに用いられるシーケンスは、ピーク値-平均値の電力比 (Peak-to-Average-Power-Ratio: 以下、PAPRという。) が最小でなければならない。また、ダイナミックレンジ (以下、DRという。) も小さくなければならない。

【0024】

【発明が解決しようとする課題】本発明は、上述した実情に鑑みてなされたものであり、本発明の目的は、時間領域信号特性を最適化することができるAフィールドのシーケンスを提供することである。

【0025】また、本発明は、新たに変更されたBフィールドのシーケンスを用いたときに、自己相関結果に基づく受信機の同期特性に対する最適化されたAフィールドのシーケンスを提供することを目的とする。

【0026】

【課題を解決するための手段】上述の課題を解決するために、本発明に係るプリアンプルは、直交周波数分割多重伝送方式における受信装置の同期に用いられ、少なくとも1つの第1の部分を含む。上記少なくとも1つの第1の部分は、例えば、大まかなフレーム検出及び自動利得制御 (automatic gain control) を行うように設計されている。上記少なくとも1つの第1の部分は、逆高速フーリエ変換された複数の複素シンボルからなる周波数領域シーケンスを含む。上記少なくとも1つの第1の部分の時間領域信号は、マッピング則  $S = 26, 26 = \sqrt{2} * \{0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0\}$  (残りの値は0に設定される) に基づいて64点の逆高速フーリエ変換にマッピングされる12個の複素シンボルからなる周波数領域列SAを、逆高速フーリエ変換することにより生成される。また、上記少なくとも1つの第1の部分の周波数領域列SAは、

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A$

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A, +A$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, -B, -A, -B$

のいずれか1つ、又は、

$S1 \dots S12 = -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A, +A$   
 $S1 \dots S12 = +A, -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A$   
 $S1 \dots S12 = -B, +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A$   
 $S1 \dots S12 = +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B, +B$   
 $S1 \dots S12 = +B, +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A$   
 $S1 \dots S12 = -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B, +A$

のいずれか1つで表される。

【0027】また、上述の課題を解決するために、本発明に係るプリアンブルは、少なくとも1つの第2の部分を含む。上記少なくとも1つの第2の部分の周波数領域列 $S_8$ は、

$SB = (1+i), (-1-i), (1+i), (-1-i), (-1-i), (1+i), (-1-i), (-1-i), (1+i), (1+i), (1+i), (1+i)$

で表される。

【0028】特に、

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A, +B$   
 $S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B$   
 $S1 \dots S12 = +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B, +B$   
 $S1 \dots S12 = -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B, +A$

のいずれか1つで表される上記少なくとも1つの第1の部分と上記少なくとも1つの第2の部分の周波数領域を組み合わせるにより、自己相関特性は向上する。

【0029】上記少なくとも1つの第2の部分は、時間領域において上記第1の部分に後続する。

【0030】また、上述の課題を解決するために、本発明に係る直交周波数分割多重伝送方式の送信装置は、直交周波数分割多重伝送方式の報知情報チャネルを用いて上述の同期プリアンブルを送信する。

【0031】また、本発明に係る受信装置の同期方法は、時間領域において少なくとも1つの第1の部分を含む、上記少なくとも1つの第1の部分及び少なくとも1つの第2の部分の時間領域信号は、マッピング則 $S-26$ 、 $26 = \sqrt{2} * (0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0)$ （残りの値は0に設定される）に基づいて64点の逆高速フーリエ変換にマッピングされる12個の複素シンボルからなる周波数領域列 $SA$ を、逆高速フーリエ変換することにより生成される受信装置の同期方法である。上記少なくとも1つの第1の部分の周波数領域列 $SA$ は、

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A$   
 $S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A, +A$   
 $S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$   
 $S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B$   
 $S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A, +B$   
 $S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$   
 $S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B$

のいずれか1つ、又は、

$S1 \dots S12 = -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A, +A$   
 $S1 \dots S12 = +A, -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, +A, +A$   
 $S1 \dots S12 = -B, +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A$   
 $S1 \dots S12 = +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B, +B$   
 $S1 \dots S12 = +B, +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A$   
 $S1 \dots S12 = -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B, +A$

のいずれか1つで表されることを特徴とする。

【0032】

【発明の実施の形態】以下、本発明に係るプリアンブルの構造、直交周波数分割多重 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing: 以下、OFDMという。) 伝送方式の送信装置及びOFDM伝送方式の受信装置における同期方法について、図面を参照しながら説明する。

【0033】以下に述べるAフィールドのシーケンス生成則を用いることにより、ピーク値-平均値の電力比 (Peak-to-Average-Power-Ratio: 以下、PAPRという。) 及びダイナミックレンジ (dynamic range: 以下、DRという。) の値を最適化することができる。後に、Bフィールドの最適化された自己相関結果に基づいて選択されたサブセットを用いる。

【0034】以下に示すAフィールドのシーケンスを用いることにより、例えばPAPR又はDR等の、時間領域における信号特性を向上させることができる。

$S1 \dots 12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A$   
 $S1 \dots 12 = +A, +A, +A, +A, -A, -A, +A, +A, -A, +A, -A, +A$   
 $S1 \dots 12 = +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$   
 $S1 \dots 12 = +A, +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B$   
 $S1 \dots 12 = +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A, +B$   
 $S1 \dots 12 = +A, -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B$

ここで、

$$A = \exp(j2\pi\phi A)$$

$$B = A \exp(j\pi/2)$$

$$= \exp(j2\pi\phi A + j\pi/2)$$

$$0.0 \leq \phi A < 1.0 \text{ である。}$$

【0035】なお、シーケンスの順序を反転させる、すなわち $S1$ と $S12$ 、 $S2$ と $S11$ 、 $S3$ と $S10$ 、 $S4$ と $S9$ 、 $S5$ と $S8$ 及び $S6$ と $S7$ を各々入れ替えることにより、より多くのシーケンスを生成することもできる。なお、最初の2つのシーケンスカーネル (sequence kernel) はバイナリ (binary) であり、残りはクオタナリ (quaternary) である。

【0036】これらのシーケンスは、プリアンブルが1つの部分から構成される場合でも有益に実行される。

【0037】下記に示すシーケンスは、上述のAフィールドのシーケンスのサブセット (subset) であり、上述の新たに変更されたBフィールドのシーケンスと組み合わせた場合、有益な自己相関特性を得ることができる。以下に示す第1のシーケンスは、特に、上述のマッピング則に基づいてマッピングされたAフィールドでの使用に適している。

$S1 \dots S12 = (+1-j), (-1+j), (+1-j), (-1+j), (-1+j), (+1-j), (+1-j), (-1+j), (-1+j), (-1+j), (-1+j), (-1+j)$

また、以下に示す第2のシーケンスも、特に、上述のようにマッピングされたAフィールドに適している。

$S1 \dots S12 = (+1-j), (-1+j), (+1-j), (-1+j), (-1+j), (+1-j), (+1-j), (-1+j), (-1+j), (-1+j), (-1+j), (-1+j)$

この第2のシーケンスは、バイナリアルファベット (binary alphabet) である  $(\pm 1) \cdot (+1-j)$  のみを使用している点において、特に望ましい。

【0038】次に、本発明を適用したAフィールドの第1の具体例を、図1を参照して説明する。上述のシーケンスをAフィールドに適用することにより、図9に示す自己相関結果の欠点を解消することができる。時間領域における特定の構造により、報知チャンネル (broadcast control channel: 以下BCCCHという。) プリアンブルのAフィールドとBフィールドのマッチングを最適化することができ、タイミングの精度を高めることができるとともに、それを維持することができる。上述のシーケンスを用いてAフィールドを生成すると、BCCCHプリアンブルにおいて、図1に示すように、2つの自己相関ピークを明確に識別することができる。

【0039】さらに、Bフィールドにおける自己相関ピークの両側の傾斜は、非常に似通っている。すなわち、Bフィールドの自己相関ピークの右側と左側の傾斜は、同様の勾配を有している。これにより、同期の精度を、大きく高めることができる。また、Bフィールドの自己相関ピークの前の110〜130番目のサンプルの位置に平坦部が発生する。この平坦部の自己相関結果の値は、低く、自己相関ピーク位置検出部における閾値として用いることができ、同期検出の性能を高めることができる。

【0040】すなわち、このシーケンスを適用した場合の利点は、2つの自己相関ピークの勾配が非常に似通っているという点である。

【0041】次に、本発明を適用したAフィールドの第2の具体例を、図2を参照して説明する。

【0042】時間領域における特定の構造により、AフィールドとBフィールドの間のマッチングを最適化することができ、タイミングの精度を高めることができるとともに、それを維持することができる。上述のシーケンスを用いて、Aフィールドを生成すると、BCCCHプリアンブルにおいて、図2に示すように、2つの自己相関ピークを明確に識別することができる。

【0043】また、Bフィールドにおける自己相関ピークの両側の傾斜は、非常に似通っている。すなわち、Bフィールドの自己相関ピークの右側と左側の傾斜は、同様の勾配を有している。これにより、同期の精度を、大きく向高めることができる。また、Bフィールドの自己相関ピークの前の110〜130番目のサンプルの位置に平坦部が発生する。この平坦部の自己相関結果の値

は、低く、自己相関ピーク位置検出部における閾値として用いることができ、同期検出の性能を高めることができる。

【0044】この具体例では、平坦部の自己相関結果の値は、第1の実施例における平坦部よりも低く、また、第2の自己相関ピークの傾斜は急峻である。

【0045】次に、時間領域における信号特性について説明する。

【0046】OFDM伝送方式又は一般的なマルチキャリア信号では、信号の包絡線変動、すなわちPAPRが大きな問題となる。PAPRが大きいと、電力増幅の非線形歪み効果 (nonlinear distortion effect) のために、伝送効率が悪くなるとともに、例えばアナログ/デジタル変換器 (以下、A/D変換器という。) のDRが制限されるなど、信号によって電気部品 (component) が制限される。受信機のAGC回路がロックするとともに、基準信号値を調整し、A/D変換器がオーバーフロー又はアンダーフローすることなく、入力信号のダイナミックレンジがA/D変換器の変換範囲となるように利得を制御するためには、同期シーケンスとしては、PAPRが小さい信号がより望ましい。

【0047】図3は、従来のプリアンブルの時間領域信号の電力の包絡線を示す図である。図3に示すように、3つのフィールドを明確に識別することができる。このように、Aフィールド及びBフィールドにおいて、PAPR及びDRは最適化されている。ピーク値を正確に検出するために、8倍のオーバーサンプリングが用いられている。

【0048】次に、本発明を適用したAフィールド及び新たに変更されたBフィールドのプリアンブルについて説明する。

【0049】上述した同期シーケンス構造及びプリアンブル構造を用いると、AフィールドとBフィールドが一緒に設計及び最適化されるため、タイミング検出の性能が向上する。しかし、PAPR及びDRの特性を低下させないことが必要である。

【0050】図4及び図5は、上述したAフィールドの第1の具体例又は第2の具体例、新たに変更されたBフィールド及び規定のCフィールドを用いたときの電力の包絡線を示す図である。図4及び図5に示すように、PAPR及びDRの特性は低下していない。

【0051】図4は、Aフィールドの第1の具体例におけるプリアンブルの時間領域信号 (電力) を示す図である。

【0052】図5は、Aフィールドの第2の具体例におけるプリアンブルの時間領域信号 (電力) を示す図である。

【0053】本発明は、規格化された同期及びトレイニング用のプリアンブルに基づいて提案されている。本発明において、シーケンスは、IFFTの大きさが64で

あるOFDMシンボルの適切な副搬送波にマッピングされることにより最適化される。このようにして得られたシーケンスは、プリアンプル又はその一部、すなわちフィールドを生成するのに特に適している。PAPR及びDRに関して、本発明を適用したシーケンスは、規格化されたシーケンスと同様の特性を有する。

【0054】本発明を適用したシーケンスは、BCCHPリアンプルのBフィールドにおける規格化されたシーケンスに適切に対応しているので、特に、BCCHPリアンプルのAフィールドの生成に適している。本発明において、BCCHPリアンプルのBフィールドにおける自己相関結果を用いて同期をとると、タイミングの精度を高めることができる。本発明は、規格化されているプリアンプルの時間領域における構造を変更しない。

【0055】すなわち、本発明では、以下のような効果を得ることができる。

- ・OFDM伝送方式における同期シンボルのPAPR値を小さくすることができる。
- ・規格化されているプリアンプルに比して、同期の性能が向上する。
- ・規格化されている時間領域のプリアンプル構造を変更する必要がない。
- ・特別な回路を付加する必要がない。

【0056】本発明は、現在標準化されている伝送システムにおいて使用できる最適化された同期シンボル列を提供することができる。この同期シンボルは、変調された搬送波にマッピングされる最適化されたシーケンスを有する特別に設計されたOFDMシンボルから構成される。この同期シンボルは、時間領域における複数の繰り返しを用いた構成となっている。本発明を適用したシーケンスによって得られる同期シンボルは、タイミングの検出精度が高く、また、周波数オフセットを正確に見積もることができる。

【0057】さらに、同期シンボルは、包絡線の変動、すなわちPAPRが小さくなるように最適化されており、受信機の回路構成を簡単にするとともに、受信機での時間及び周波数の捕捉時間を減らすことができる。特に、本発明を適用したシーケンスは、BCCH-DLCHsにおける同期プリアンプル及びトレーニング用のプリアンプルを構成するために用いられるあらゆる同期シンボルに対応するように最適化される。

【0058】

【発明の効果】本発明では、直交周波数分割多重伝送方式における受信装置の同期に用いられるプリアンプルの

Aフィールドの時間領域信号は、マッピング則  $S-2$   $6, 26 = \sqrt{2} * (0, 0, 0, 0, S1, 0, 0, 0, S2, 0, 0, 0, S3, 0, 0, 0, S4, 0, 0, 0, S5, 0, 0, 0, S6, 0, 0, 0, S7, 0, 0, 0, S8, 0, 0, 0, S9, 0, 0, 0, S10, 0, 0, 0, S11, 0, 0, 0, S12, 0, 0, 0, 0)$  (残りの値は0に設定される) に基づいて64点の逆高速フーリエ変換にマッピングされる12個の複素シンボルからなる周波数領域列SAを、逆高速フーリエ変換することにより生成される。Aフィールドの周波数領域列SAは、

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, +A, -A, -A, -A, -A, -A, -A, -A$

$S1 \dots S12 = +A, +A, +A, +A, -A, -A, -A, -A, -A, -A, -A, -A$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A, -B$

$S1 \dots S12 = +A, +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A, +B$

$S1 \dots S12 = +A, -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, -B, -A, -B$

のいずれか1つ、又は、

$S1 \dots S12 = -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, -A, -A, -A, -A, -A$

$S1 \dots S12 = +A, -A, +A, -A, +A, +A, -A, -A, -A, -A, -A, -A$

$S1 \dots S12 = -B, +A, +B, -A, -B, -A, -B, -A, -B, -A, +B, +A$

$S1 \dots S12 = +B, -A, -B, +A, -B, +A, -B, +A, -B, -A, +B, +B$

$S1 \dots S12 = +B, +A, -B, -A, +B, -A, +B, -A, +B, -A, -B, +A$

$S1 \dots S12 = -B, -A, +B, +A, +B, +A, +B, +A, +B, -A, -B, -A$

のいずれか1つで表される。これにより、Aフィールドの時間領域信号特性を最適化することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明を適用した第1のBCCHPリアンプルを用いたときの自己相関結果を示す図である。

【図2】本発明を適用した第2のBCCHPリアンプルを用いたときの自己相関結果を示す図である。

【図3】従来のプリアンプルにおける時間領域信号を示す図である。

【図4】本発明を適用したAフィールドの第1の具体例を用いたときの時間領域信号を示す図である。

【図5】本発明を適用したAフィールドの第2の具体例を用いたときの時間領域信号を示す図である。

【図6】自己相関を求める相関部の具体的な構成を示すブロック図である。

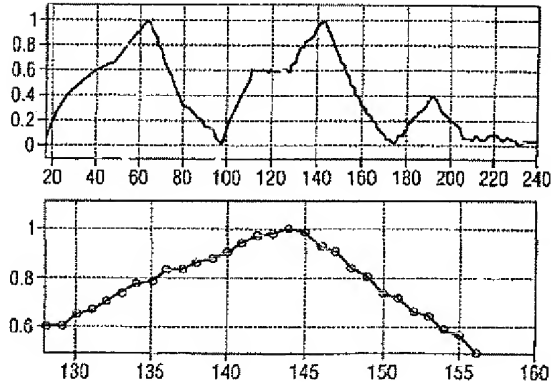
【図7】従来の同期プリアンプルの構造を示す図である。

【図8】従来のシーケンスを用いたときの自己相関結果を示す図である。

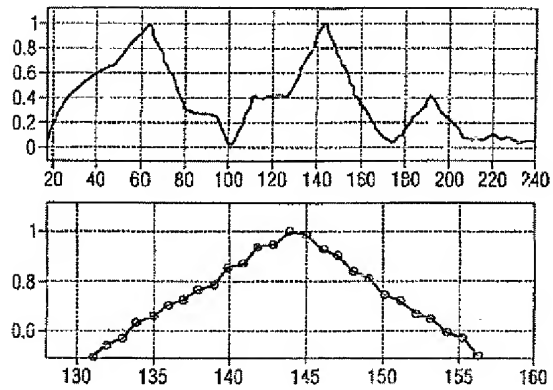
【図9】従来のAフィールド及び新たに変更されたBフィールドを用いたときの自己相関結果を示す図である。



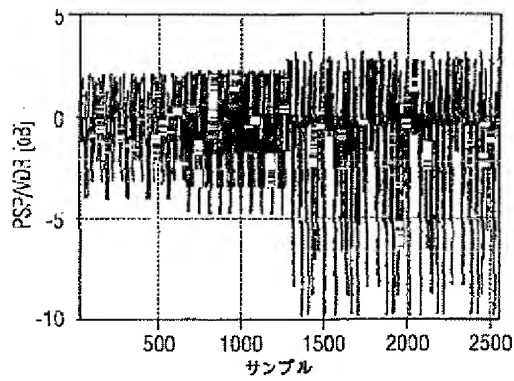
【図1】



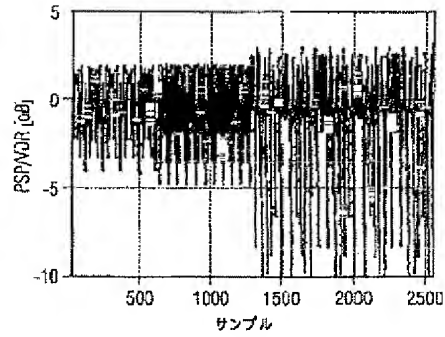
【図2】



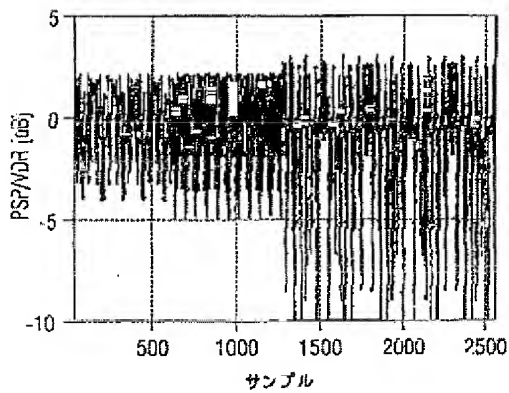
【図3】



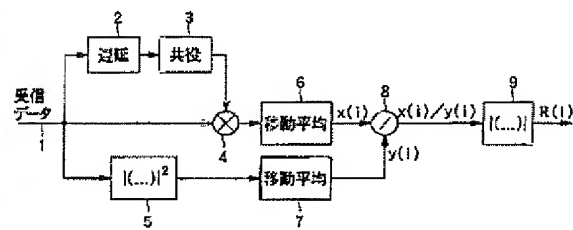
【図4】



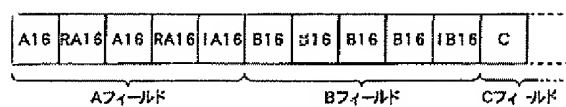
【図5】



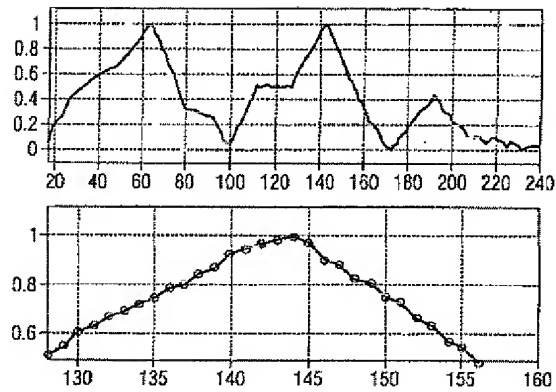
【図6】



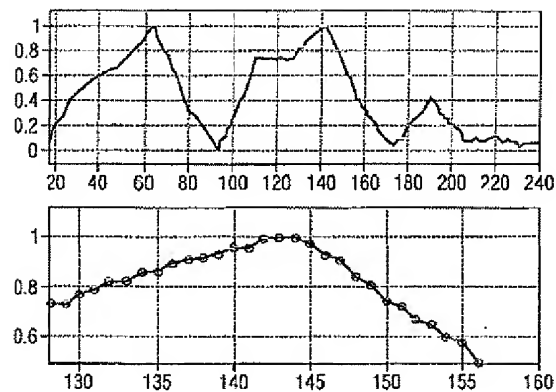
【図7】



【図8】



【図9】



フロントページの続き

(72)発明者 ボンケ、ラルフ

ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェ  
ルバッハ シュトゥットガルト シュ  
トラーセ 106 ソニー インターナシ  
ョナル (ヨーロッパ) ゲゼルシャフト  
ミット ベシュレンクテル ハフツング  
シュトゥットガルト テクノロジー セ  
ンター内

(72)発明者 ドレ、トーマス

ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェ  
ルバッハ シュトゥットガルト シュ  
トラーセ 106 ソニー インターナシ  
ョナル (ヨーロッパ) ゲゼルシャフト  
ミット ベシュレンクテル ハフツング  
シュトゥットガルト テクノロジー セ  
ンター内

(72)発明者 コンシャック、ティノ

ドイツ連邦共和国 ディー-70736 フェ  
ルバッハ シュトゥットガルト シュ  
トラーセ 106 ソニー インターナシ  
ョナル (ヨーロッパ) ゲゼルシャフト  
ミット ベシュレンクテル ハフツング  
シュトゥットガルト テクノロジー セ  
ンター内